

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-163866

(43)Date of publication of application : 21.06.1996

(51)Int.Cl.

H02M 3/28

H02M 7/06

(21)Application number : 08-330384

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 07.12.1994

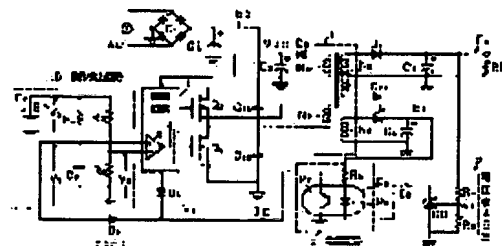
(72)Inventor : NAGAHARA KIYOKAZU

(54) SWITCHING POWER SUPPLY

(57)Abstract:

PURPOSE: To eliminate the need of current detection resistor in an overcurrent detection circuit by determining an abnormal operation based on a detection signal from a constant voltage control system.

CONSTITUTION: When a load RL enters into a low impedance state similar to short circuit state to cause increase of output current, power can not be fed sufficiently from the output transformer of a power supply circuit and thereby DC output voltage E0 drops. Consequently, the divided DC voltage in a voltage detection circuit 2 drops to bring a shunt regulator SR into nonconducting state thus cutting off the phototransistor PT in a photocoupler PC. As a result, potential of a capacitor C5 increases and the comparison potential V3 of an error amplifier A1 is substantially equalized to the potential of a reference power supply ER thus producing an inverted detection signal from an error amplifier A1. Since oscillation of a control circuit 1 is interrupted, the switching operation is stopped and an overcurrent protective circuit is actuated.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

16.01.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

03.12.2002

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

【特許請求の範囲】

【請求項1】 二次側に得られる直流出力電圧レベルを検出して得られた検出信号に基づいて定電圧制御を図るようにされた定電圧制御系を備え、異常動作時において回路を保護するように動作する保護手段が備えられているスイッチング電源回路において、上記検出信号の状態変化を直流出力電圧に基づいて検出する電圧検出手段と、該電圧検出手段から出力される検出信号により、回路が異常動作していることを検出した場合には、上記保護手段を動作させるように構成された動作検出手段を設けたことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項2】 上記動作検出手段は、所定の基準電圧と上記直流出力電圧レベルに対応した制御電圧を比較する比較回路により構成されていることを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【請求項3】 上記電圧検出手段は、シャントレギュレータを備えて構成されていることを特徴とする請求項1又は請求項2に記載のスイッチング電源回路。

【請求項4】 上記スイッチング電源回路は電流共振型によって構成されていることを特徴とする請求項1又は請求項2又は請求項3に記載のスイッチング電源回路。

【請求項5】 上記スイッチング電源回路はフライバック方式とされていることを特徴とする請求項1又は請求項2又は請求項3に記載のスイッチング電源回路。

【請求項6】 上記スイッチング電源回路はフォワード方式のスイッチングコンバータとされていることを特徴とする請求項1又は請求項2又は請求項3に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、例えば過電流や出力電圧上昇などの異常動作に対応するための保護回路を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図4の回路図は、例えば過負荷により出力電流が増加した場合に対応して動作する保護回路が設けられたスイッチング電源回路をブロック的に示すものであり、この場合には2つのスイッチング素子をハーフブリッジ方式により結合した他励式による電流共振型コンバータを備えた構成とされている。この図においてACは商用の交流電源を示し、 D_1 は入力された交流電源ACを全波整流して出力するブリッジ整流回路である。 C_i は平滑コンデンサを示し、上記ブリッジ整流回路 D_1 からの全波整流出力を整流平滑化して整流平滑電圧 E_i を得る。

【0003】 Q_1 、 Q_2 はハーフブリッジ式のスイッチングコンバータを形成するスイッチング素子で、この場合にはMOS-FETトランジスタとされ、図のように直列に接続されて、後述する電流検出抵抗 R を介して

平滑コンデンサ C_i の正極側とアース間に接続されている。これらスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 は、それぞれのゲート端子が制御回路1に接続されており、この制御回路1から出力される駆動パルスにより交互にオン/オフとなるようなスイッチング動作が行われる。

【0004】Tはスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング出力を二次側に伝送するための出力トランスTで、この出力トランスTの一次巻線 N_1 の一端はスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のソース・ドレインの接続点に接続されて、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング出力が一次巻線 N_1 に供給されるようにしている。またこの場合、他端は共振コンデンサ C_{1A} 、 C_{1B} の接続点に接続されている。ここで、 C_{1A} 及び C_{1B} は共振コンデンサであり、これら共振コンデンサ C_{1A} 及び C_{1B} は、スイッチング素子 Q_1 のドレインとアース間に対して直列に接続される。そして、これら共振コンデンサ C_{1A} 、 C_{1B} 及び一次巻線 N_1 を含む出力トランスTの漏洩インダクタンス成分により共振回路を形成しており、これによって、スイッチング素子に流れる電流を共振波形とする電流共振型のスイッチング動作によるスイッチングコンバータが形成される。

【0005】また、上記出力トランスTには巻線 N_2 が巻回されており、この巻線 N_2 に対して、図のようにダイオード D_2 とコンデンサC₂からなる整流平滑回路が接続され、ここで得られる直流電圧 V_{cc} が、制御回路1の電源として用いられると共に後述する過電圧検出用の比較検出回路5に供給されるようになっている。

【0006】出力トランスTの二次側では、一次巻線 N_1 により二次巻線 N_2 に誘起された電圧が整流ダイオード D_2 、 D_{2A} により両波整流され、平滑コンデンサ C_2 により直流出力電圧Eに変換されて出力される。

【0007】2は、例えばシャントレギュレータ等で構成される電圧検出回路であり、直流出力電圧Eと所定の基準電圧を比較してその誤差に応じたレベルの電流を増幅回路3に出力する。増幅回路3は、例えばフォトカプラなどにより構成されて、電圧検出回路2から入力された電流を増幅して、定電圧制御のための制御信号 S_c として制御回路1に供給する。制御回路1では上記制御信号に基づいて、スイッチング周波数を変化させることで、次に説明するアッパーサイド制御により定電圧制御を行うようにしている。

【0008】図7の曲線Aは、上記共振コンデンサ C_{1A} 、 C_{1B} 及び一次巻線 N_1 の漏洩インダクタンス成分により形成される共振回路の共振インピーダンス値を示しており、最もインピーダンスの低い周波数 f_0 が上記共振回路の共振周波数となる。なお、この回路の共振周波数 f_0 は、一次巻線 N_1 の漏洩インダクタンス成分をLとすると、

$$f_0 = 1 / 2\pi \{L(C_{1A} + C_{1B})\}^{1/2}$$

で表される。例えば、直流出力電圧Eが上昇した場合

には、電圧検出回路2から増幅回路3を介して供給される制御信号 S_c が変化し、制御回路1はスイッチング周波数が高くなるように、つまり、周波数 f_1 側に近付けるように変化させる。これにより、出力トランスTの一次側のインピーダンスが高くなり、出力トランスTに流れるドライブ電流が小さくなることにより、直流出力電圧E₁の上昇が抑制されることになる。また、直流出力電圧E₁が何らかの原因で低下した場合には、制御回路1はスイッチング周波数を低下させるように、つまり共振周波数 f_1 側に近い f_1 となるように変化させてドライブ電流を増加させて直流出力電圧E₁を大きくする。このように、共振回路の共振インピーダンス曲線の周波数 $f_1 \sim f_2$ の領域、つまり共振インピーダンス曲線の共振周波数 f_1 よりも右側（アッパーサイド）を使用して定電圧化を図ることで、いわゆるアッパーサイド制御が行われる。

【0009】また、図4においては、過電流検出のために設けられる比較検出回路4が設けられ、図のようにスイッチング素子 Q_1 のソースとアース間に流れる電流を電流検出抵抗 R_1 により両端電圧V₁として検出して監視している。例えば、過負荷や短絡などにより直流出力電圧E₁のラインに流れる電流 I_1 が増加すると、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 に流れるスイッチング電流もこれに伴って増加するため、電流検出抵抗 R_1 に流れる電流 I_1 も増加することになる。これによって、電流検出抵抗 R_1 の両端電圧V₁が上昇するが、比較検出回路4では入力された電圧V₁と所定の基準電圧値とを比較して、例えば電圧V₁が所定の基準電圧値を越えた場合には、制御回路1では例えば内部の保護回路を動作させて、スイッチング動作を停止させる、あるいはスイッチング周波数を適宜可変するようにして回路を保護している。なお、実際には比較検出回路4においては、電流検出抵抗 R_1 の両端電圧V₁を直接、基準電圧値と比較するのではなく、検出結果を得るまでにある程度の時間差を持たせるために、例えば積分して得られる電圧値と基準電圧値とを比較するように構成されていてもよい。

【0010】比較検出回路5は、例えば直流出力電圧E₁の異常な上昇を検出するために設けられるものである。ここで、直流出力電圧E₁が定電圧制御系のオープン、制御回路部品等の破壊などの原因により無制御状態となり、異常な上昇を示したような場合、この上昇電圧に応じて巻線N₁に励起された交番電圧を整流した直流電圧V_{cc}も上昇することになる。比較検出回路5では入力された直流電圧V_{cc}が、内部の所定の基準電圧を越えた場合に検出信号を制御回路1に供給する。これに応じて、制御回路1では内部の保護回路を動作させ、例えばスイッチング動作を停止させるなどの制御を行う。

【0011】また、上記したような保護回路は1石型のスイッチングコンバータにも適用される。図5に示すスイッチング電源回路は、フライバック方式コンバータと

されており、図4と同一部分は同一符号を付して説明を省略する。この場合には1石のスイッチング素子 Q_1 を制御回路1が駆動することでスイッチング動作が行われ、また、出力トランスTの二次側においては整流ダイオードD₁、及びコンデンサC₁により二次巻線N₁に励起された交番電圧を整流平滑化することで直流出力電圧E₁が得られるようにされている。

【0012】また、図6に示す回路例においては、出力トランスTの二次側巻線N₁に対して図のようにダイオードD₁及びD_{2A}が接続され、更にダイオードD₂及びD_{2A}のアノードの接続点と平滑コンデンサC₁の正極間にチョークコイルL₁が接続されて、フォワード方式コンバータによるスイッチング電源回路とされている。なお、図4及び図5と同一部分は同一符号を付して説明を省略する。

【0013】そして、上記図5及び図6に示したフライバック方式あるいはフォワード方式の両者においても、過電流の検出のために電流検出抵抗 R_1 が設けられている。そして、図4で説明したのと同様に、電流検出抵抗 R_1 の両端電圧V₁に基づいて比較検出回路4で過電流を検出した場合には、制御回路1内の保護回路を動作させるように構成することが知られている。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】ところで、例えば図4に示したハーフブリッジ方式による電流共振型スイッチング電源回路では、実際には負荷に対して過電流が流れると、出力トランスTにおける漏洩インダクタンスが通常状態より小さくなる。従って、この漏洩インダクタンスと共振コンデンサC_{1A}、C₂とにより形成される共振回路は、通常時には図7に示した共振インピーダンス曲線Aの共振条件を有していたものが、過電流時には図7の破線で示す、共振周波数が f_1 より高い f_2 となるような共振インピーダンス曲線Bに変化する。

【0015】ところが、共振回路が上記共振インピーダンス曲線Bの共振条件となる過電流時においても、定電圧制御としては周波数 $f_1 \sim f_2$ の範囲でスイッチング周波数を可変するように動作することから、この際、周波数 $f_1 \sim f_2$ の範囲は、共振インピーダンス曲線Bの共振周波数 f_1 より左側、即ちローアースサイドに入ることになる。この領域では本来の作用とは逆にインピーダンスが高くなるために電力供給が不十分となり、スイッチング素子 Q_1 に流れる電流も抑制される。従って、電流検出抵抗 R_1 の両端電圧は過電流のレベルに対応するものではなく、適正な過電流検出がなされなくなるという問題が生じる。

【0016】そこで対策として、過電流時に急峻に降下する直流出力電圧E₁を検出できるように回路を負荷して電圧検出回路2を構成し、このように構成された電圧検出回路2において過電流を検出した場合には、増幅回路3を介して制御回路1に供給する制御信号により、例

えば強制的にスイッチング周波数を f 、まで上げて共振カーブの右側へ移動させて後、共振インピーダンス曲線Bの共振周波数となる周波数 f 、まで戻すというような方法が考えられている。このようにすれば、過電流時にはスイッチング周波数が共振インピーダンス曲線Bのアップーサイド領域にあることから、適正な過電流検出が可能となり適正な保護動作が実現される。しかし、この場合には、上記のような直流出力電圧E。の降下により過電流状態であることを検出する検出回路に加え、スイッチング周波数を強制的に移動させるための回路が必要になって回路構成が複雑化し、製造コストや小型／軽量化の観点からは不利となる。特に上記過電流状態のための検出回路は部品の定数設定などが複雑なため、回路設計なども難しいものになっている。また、保護回路として、出力電圧の異常時における上昇を検出するための過電圧検出回路も、過電流検出系の回路とは別に必要となる。更に、図5あるいは図6に示すフライバック方式コンバータ、フォワード方式コンバータ等を備えたスイッチング電源回路では、特に出力電力が大きくなるのに従って、電流検出抵抗 R_s が大型化する。また、何らかの原因で電流検出抵抗 R_s の端子がオープンとなった場合、電圧V。が高電位になり制御回路1を破壊することもある。

【0017】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は、出来るだけ簡単な回路構成で過電流や過電圧を検出して回路の保護をすることのできるスイッチング電源回路を得ることを目的としたもので、特に電流共振型のスイッチング電源回路については、過負荷となって共振回路の共振条件が変化しても適正に過電流を検出できるようにすることのため、二次側に得られる直流出力電圧レベルを検出して得られた電圧検出信号に基づいて定電圧制御を図るようにされた定電圧制御系を備えると共に、異常動作時において回路を保護するように動作する保護回路が備えられているスイッチング電源回路において、上記電圧検出信号の状態変化により回路が異常動作していることを検出した場合には、保護回路を動作させるように構成された動作検出回路を設けることとした。そしてこの動作検出回路は、電圧検出信号の状態変化により、負荷電流の過電流状態を検出可能とされ、また、直流出力電圧の過電圧状態を検出可能に構成することとした。また、スイッチングコンバータとしては電流共振型、フライバック方式、及びフォワード方式を備えて構成することとした。

【0018】

【作用】上記構成によると、本発明では定電圧制御系の検出信号に基づいて異常動作を判断するようにされることから、電流検出用の抵抗器を省略しても負荷に過電流が流れていることを検出することが可能になる。特に電流共振型のアップーサイド制御が行われるスイッチング

電源回路においては、過負荷時に共振条件が変化しても適正に過電流検出が可能になる。また、上記過電流の検出だけでなく直流出力電圧の過電圧の検出を行って保護回路を動作させることも可能になる。

【0019】

【実施例】図1は本発明の実施例とされるスイッチング電源回路の構成を示している。この実施例の回路は、ハーフブリッジ方式による電流共振型とされており、図4と同一部分は同一符号を付して説明を省略する。この図の電圧検出回路2は、シャントレギュレータSRと、直流出力電圧E。とアース間に直列接続された外付けの抵抗 R_1 、 R_2 により構成される。なお、シャントレギュレータSRは、例えばよく知られているように内部に基準電圧を有しているIC部品TL431（商品名）などを用いることができる。このシャントレギュレータSRはアノードが二次側アース点に接地され、カソードはフォトカブラPC（増幅回路3）のフォトダイオードP。のカソードに対して接続されている。そして、直流出力電圧E。を抵抗 R_1 、 R_2 により分圧した制御電圧V。によりシャントレギュレータSRのカソード側に引き込まれる電流 I_c の制御を行うものである。

【0020】増幅回路3は図のようにフォトカブラPCにより構成され、フォトカブラPCのフォトダイオードP。のアノードは抵抗 R_3 を介して直流電圧E。のラインと接続される。なお、この直流電圧E。は出力トランスTに巻装された巻線N。に励起された交流電圧を半波整流ダイオードD。及び平滑コンデンサC。により整流平滑化して得ている。フォトカブラPCにおいてフォトトランジスタP。のコレクタはダイオードD。を介して制御回路1に接続されるとともに、ダイオードD。を介して後述する動作検出回路6に接続されており、コレクタ電流を制御電流 I_c として制御回路1及び動作検出回路6に対して供給するようにされる。巻線N。とダイオードD。及びコンデンサC。の整流平滑回路により得られる直流電圧V_{cc}は、例えば制御回路1の供給電源として用いられている。

【0021】破線内に示す6は、負荷に流れる出力電流の増加（過電流）及び出力電圧の上昇（過電圧）などの動作状態を監視するために設けられる動作検出回路である。この動作検出回路6は、制御回路1内に設けられるエラーアンプA₁とこれを駆動する抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 、コンデンサC。及び基準電源E。により構成される。基準電源E。の正極端子とアース間には、抵抗 R_1 とコンデンサC。が直列に設けられ、この抵抗 R_1 とコンデンサC。の接続点は、エラーアンプA₁の非反転入力端子に接続される。更に、このエラーアンプA₁の非反転入力端子に対してはダイオードD。のアノードを介して制御電流 I_c のラインが接続される。また、基準電源E。の正極端子とアース間には、抵抗 R_2 、 R_3 の直列接続が挿入され、これら抵抗 R_2 、 R_3 の分圧点はエ

ラーアンプ A_1 の反転入力端子に接続されている。

【0022】ここで先ず、基準電源 E_0 の両端電圧を V_1 、抵抗 R_2 と R_1 の分圧点の電位を V_2 とすると、

$$V_2 = (R_1 / (R_2 + R_1)) V_1$$

となる。そこで、この実施例の動作検出回路 6 では、上記電位 V_2 が基準電源 E_0 より低く、かつスイッチング電源の制御が正常状態時は、抵抗 R_1 とコンデンサ C_1 の接続点の電位 V_3 より高くなるように設定をする。エラーアンプ A_1 は反転入力端子の電位 V_2 より非反転入力端子の電位 V_3 が高くなると、制御回路 1 では、スイッチングのための発振を停止させるように内部の保護回路を動作させるようにしている。そして、制御電流 I_c が流れるライン電位を V_4 とすれば、正常状態における動作検出回路 6 の検出動作は次のようになる。

【0023】正常時において、例えば直流出力電圧 E_0 が一定電圧であると、電圧検出回路 2 における抵抗 R_1 、 R_2 により分圧された電圧によってシャントレギュレータ S_R は導通状態になっており、シャントレギュレータ S_R には巻線 N から出力される電圧 E_1 に対応した電流 I_1 が抵抗 R_1 、フォトカプラ PC のフォトダイオード P_1 を介して流れる。これによって、フォトダイオード P_1 に反応するフォトトランジスタ P_T のコレクタ電流、つまり制御電流 I_c が変化し、この電流変化がダイオード D_1 を介して制御回路 1 をコントロールする。すなわち、出力電圧 E_1 (E_0) が上昇するとスイッチング周波数が低くなり、出力電圧 E_1 (E_0) が低下するとスイッチング周波数を高くするアッパーサイド制御による定電圧制御が行われる。ここで、エラーアンプ A_1 の比較電位である V_2 は、

$$V_2 = V_1 + V_2 \quad (V_2 \text{ はダイオード } D_1 \text{ の順方向電圧})$$

となるが、本実施例の回路では制御電流 I_c のライン電位 V_4 は基準電源 E_0 の $1/2$ 程度の電位で制御をおこなっているため、上記した正常な制御状態では、

$$V_2 < V_4$$

となって制御回路 1 はスイッチングのための発振動作が行われる。

【0024】一方、直流出力電圧 E_0 に対して接続された負荷 R_L が短絡に近い低インピーダンス状態になり出力電流が増加すると、電源回路においては出力トランス T で電力を十分に供給出来なくなり直流出力電圧 E_0 のレベルが極端に下がることになる。すると、電圧検出回路 2 における抵抗 R_1 、 R_2 による直流出力電圧 E_0 の分圧値が所定値より低くなってシャントレギュレータ S_R が非導通状態となる。これに伴って、フォトカプラ PC のフォトダイオード P_1 には電流が流れなくなりフォトトランジスタ P_T はカットオフとなる。すると、コンデンサ C_1 の電位が時定数 $R_1 \cdot C_1$ によって上昇し、一定期間後に

$$V_2 = V_1$$

となる。つまり、エラーアンプ A_1 の非反転入力端子の比較電位 V_2 と基準電源 E_0 の電位がほぼ等しくなる。このため、エラーアンプ A_1 の比較電位 V_2 と、反転入力端子の基準電位 V_3 の関係は

$$V_2 > V_3$$

になり、エラーアンプ A_1 からは反転した検出信号が出力される。これにより、制御回路 1 では発振を停止させてスイッチング動作が停止される。つまり、過電流保護回路が動作することとなる。

【0025】また、直流出力電圧 E_0 の安定化が無制御状態になる場合、例えば原因としては、定電圧制御系において電圧検出回路 2、フォトカプラ PC などの部品が破壊される、あるいはこれら定電圧制御系のラインなどがオープンになることなどが挙げられるが、このような異常状態になると上記と同様に、エラーアンプ A_1 の非反転入力端子の比較電位 V_2 と反転入力端子の基準電位 V_3 は、

$$V_2 > V_3$$

となる関係が生じることになってエラーアンプ A_1 から反転した検出信号が出力され、制御回路 1 では発振動作を停止させることになる。この発振停止によって直流出力電圧が 0 になると、巻線 N の整流出力 V_{cc} も 0 になり。制御回路 1 の動作を停止する。そして、図示しないが起動回路により再起動されるまでは、この発振動作停止状態が継続されるようにすることが好ましい。

【0026】このように、本実施例では電流共振型のスイッチング電源回路において、定電圧制御系において制御回路 1 に供給される制御電流 I_c の状態変化により異常動作の有無を監視することのできる動作検出回路 6 を設けることで、過電流及び制御系のトラブルによる過電圧に対する保護回路が動作するように構成している。これによって、図 4～図 6 にて説明したような電流検出抵抗 R_i を省略しても短絡などの過電流に対する保護動作を行わせることが可能となる。また、電流検出抵抗 R_i を用いると、電力消費が増大すると共に電源回路の出力電力に応じて定数を変更する必要も生じるが本実施例の場合には、共通の定数の部品より構成した動作検出回路 6 により対応することが可能であり、例えば回路設計に際しても省力化を図ることができる。

【0027】また、本実施例の回路においてはアッパーサイド制御により定電圧化を図る構成とされているが、例えばこの構成であっても、本実施例の場合にはスイッチング電流の検出ではなく、制御電流 I_c のラインの状態変化に基づいて保護回路を動作させるため、例えば、電流共振型とされていても過電流時に変化する共振回路の共振条件に合わせてスイッチング周波数を強制的に引き上げる必要はなくなる。例えば、過電流時にスイッチング周波数を上げる構成の場合、スイッチング周波数を上げるための回路に加え、通常時の電圧検出回路 2 とは別に過電流時の直流出力電圧 E_0 の降下を検出するため

の検出回路などが必要となるが、本実施例の場合には必要ない。つまり、この実施例では電圧検出回路 2 及び増幅回路 3 などは従来と同等の部品により構成し、動作検出回路 6 のみを付加すればよいこととなる。

【0028】なお、本実施例では動作検出回路 6 により過電流のみでなく、制御系回路の故障による過電圧状態も検出して保護回路を動作することができることから、図 4 に示したような過電圧検出用の比較検出回路 5 に加え、この比較検出回路 5 に検出用直流電圧 V_{cc} を供給するための巻線 N_1 、ダイオード D_1 、コンデンサ C_1 などの部品も省略することも可能となる。

【0029】図 2 の回路図は他の実施例をブロック的に示しており、先に図 5 に示したフライバック方式コンバータによるスイッチング電源回路に対して本発明を適用したものとされ、図 1 及び図 5 と同一部分は同一符号を付して説明を省略する。なお、ここでは電圧検出回路 2 及び増幅回路 3 はブロック的に示されているが、例えば実際には、図 1 に示した構成とされていけばよい。そして、この実施例の場合にも電流検出抵抗 R_i などを用いずに、直流電圧 E の状態変化を動作検出回路 6 により検出して、過電流あるいは過電圧の状態となれば制御回路 1 における保護回路を動作させることが可能となる。

【0030】また、図 3 の回路図は更に他の実施例をブロック的に示しており、この場合には、図 6 に示したフォワード式のスイッチング電源回路に対して本発明を適用したものである。なお、図 1、図 2、図 6 と同一部分は同一符号を付して説明を省略する。この実施例においても、上記図 2 で述べたと同様に、動作検出回路 6 により過電流及び過電圧保護回路を動作させることができる。そして、上記図 2 及び図 3 の回路に設けられる動作検出回路 6 は、例えば先に示した図 1 の動作検出回路 6 の構成と全く同様であり、このように本発明においては、方式などの異なる電源回路に対しても同様の回路構成により対応することが可能である。また、フォトカプラ PC に供給される直流出力電源と、電圧検出回路 2 に供給される直流出力電源は同一の二次側巻線により得ることも可能である。

【0031】なお、本発明の構成は上記各実施例に示した方式や回路構成のスイッチング電源回路に限定されるものではなく、各種タイプのスイッチング電源回路に対しても適用が可能である。

【0032】

【発明の効果】以上説明したように本発明のスイッチン

グ電源回路は、ほぼ従来と同様の回路構成に対して定電圧制御のための制御信号の状態変化により回路の異常状態を検出可能な動作検出回路を設けることで、過電流検出のための電流検出抵抗や、過電圧検出用の回路を省略することが可能となり、それだけスイッチング電源回路の部品点数を削減したり、部品を共通化するなどして小型化及び低コスト化を図ることが可能になるという効果を有している。特に、電流共振型スイッチング電源においてアッパーサイド制御により安定化を図っている構成に対しては、過負荷時にスイッチング周波数を強制的に引き上げるための構成が無くとも適正に過電流を検出可能になるため有効となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施例としての電流共振型スイッチング電源回路を示す回路図である。

【図 2】他の実施例としてのスイッチング電源回路を示す回路図である。

【図 3】更に他の実施例としてのスイッチング電源回路を示す回路図である。

【図 4】従来の電流共振型スイッチング電源回路を示す回路図である。

【図 5】従来のフライバック方式コンバータによるスイッチング電源回路を示す回路図である。

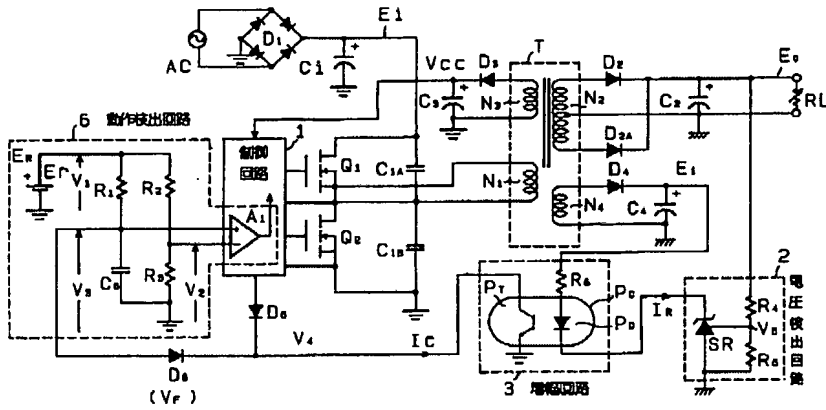
【図 6】従来のフォワード方式コンバータによるスイッチング電源回路を示す回路図である。

【図 7】電流共振型スイッチング電源回路において、共振回路のインピーダンス-周波数特性を示す図である。

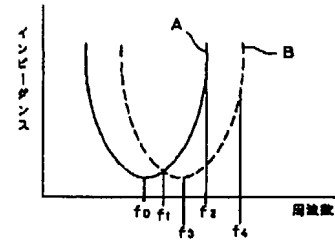
【符号の説明】

- 1 制御回路
- 2 電圧検出回路
- 3 増幅回路
- 6 動作検出回路
- Q_1 、 Q_2 スwitchング素子
- SR シャントレギュレータ
- PC フォトカブラ
- P_o フォトダイオード
- P_r フォトカブラ
- I_c 制御電流
- R_1 、 R_2 、 R_i 抵抗
- C_1 コンデンサ
- E_s 基準電源
- A_1 エラーアンプ
- RL 負荷

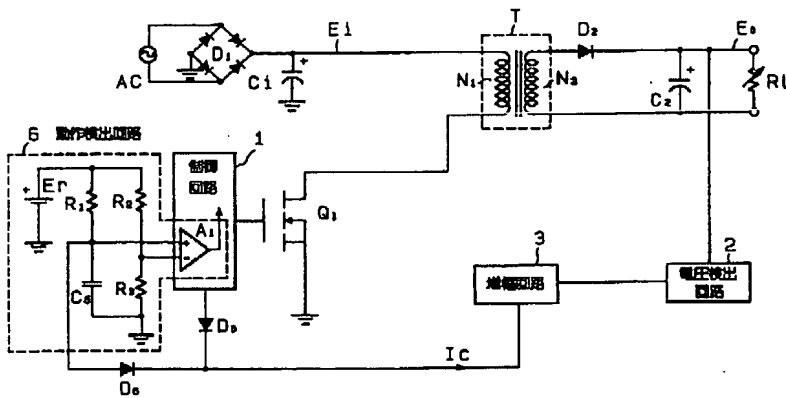
【図1】



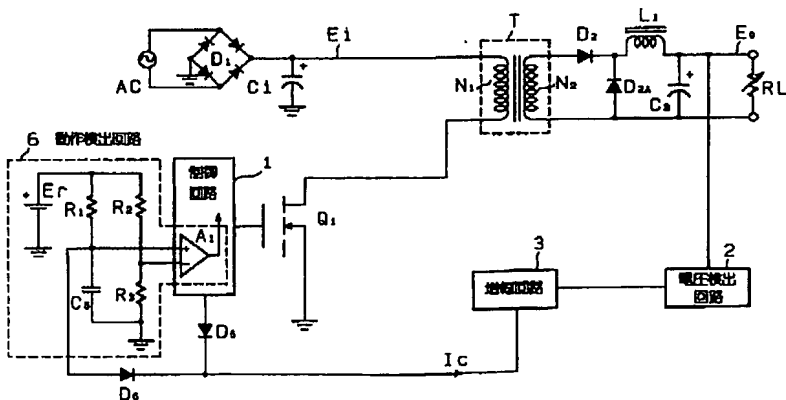
【図7】



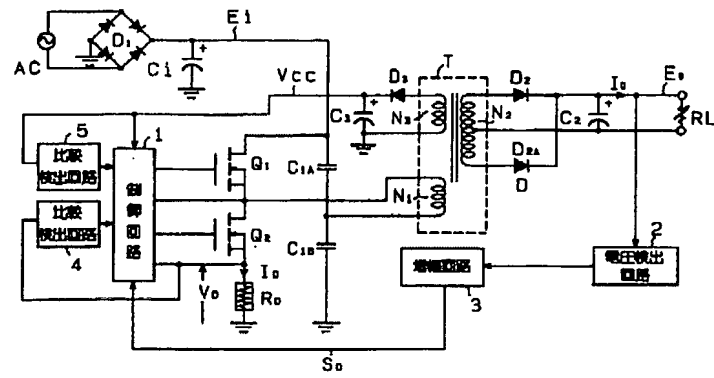
【図2】



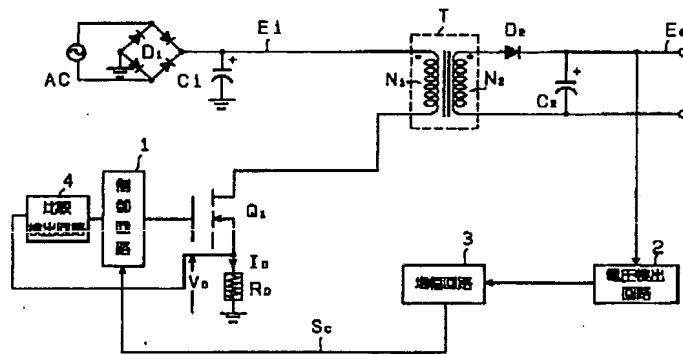
【図3】



【図4】



【図5】



【図6】

